

1 Правове забезпечення захисту інформації. Проблеми розвитку нормативної та методичної баз системи захисту інформації. Метрологічне забезпечення системи ТЗІ. Стандартизація, сертифікація та випробовування засобів ТЗІ

УДК 517.9

СИНТЕЗ ЧОТИРИПОЛЮСНИКА, ЕКВІВАЛЕНТНОГО ЕЛЕМЕНТАРНОМУ ЕЛЕКТРИЧНОМУ ВІБРАТОРУ

Віктор Найдено, Михайло Прокоф'єв

НТУУ «КПІ»

Анотація: Виконано синтез чотириполосника, еквівалентного елементарному електричному вібратору. Використано симетричну П-подібну схему провідностей і опорів. Наведено результати розрахунків характеристик елементів схем.

Summary: The results of calculation of circuit element characteristics are presented.

Ключові слова: Елементарний електричний вібратор (диполь Герца), еквівалентна схема, синтез.

Вступ

Елементарний електричний вібратор (диполь Герца) є одним з характерних елементів сучасної класичної електродинаміки [1, 2]. Вивчення процесів, що відбуваються в найпростіших (елементарних) випромінювачах електромагнітних хвиль має важливе значення для розуміння процесу випромінювання інформативних сигналів. Відомо, наприклад, що поле випромінювання складної антенної системи на основі принципу суперпозиції можна розглядати як суму полів деякої множини елементарних випромінювачів. Елементарний електричний вібратор застосовується при визначенні границь зон випромінювання, норм з захисту інформації від побічних електромагнітних випромінювань. Аналізу процесів, що відбуваються при випромінюванні електромагнітних хвиль диполем Герца, присвячено велику кількість робіт, в тому числі і в останні роки [3 – 10]. Усвідомлення процесу випромінювання полегшується, якщо його представити як такий, що відбувається в звичній системі – чотириполоснику.

Елементарний електричний випромінювач – це відрізок лінійного провідника довжиною $l \ll \lambda$ (λ – довжина хвилі), яким тече змінний струм I , величина і фаза якого за довжиною не змінюється. Такий струм, згідно з законом збереження заряду, може текти провідником в тому разі, якщо на його кінцях містяться точкові заряди $+q$ і $-q$, які змінюються з часом. Тому фізичною моделлю елементарного електричного випромінювача можна вважати відрізок провідника малої довжини з металевими кулями на кінцях – диполь (вібратор) Герца (рис. 1). Через те, що металеві кулі на кінцях провідника мають ємності, які перезаряджаються зарядами $\pm q$, значення і фаза струму I за довжиною провідника залишаються незмінними.

Введемо сферичну систему координат r, θ, φ . Полярна вісь – вісь Oz – збігається з віссю випромінювача, а сам випромінювач знаходиться в центрі системи координат.

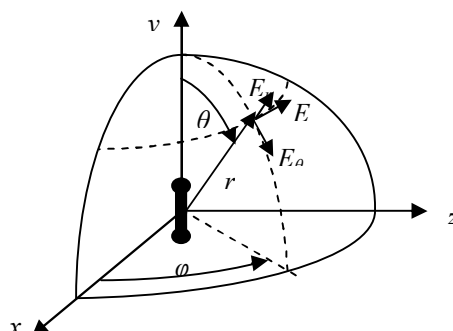


Рис. 1

Комплексні амплітуди полів, що збуджуються елементарним електричним випромінювачем у вільному просторі, мають вигляд [1 – 3]:

$$H_{\varphi} = i \frac{I l k^2}{4\pi} \left(\frac{1}{kr} - \frac{i}{(kr)^2} \right) \sin \theta e^{-ikr}, \quad (1)$$

$$E_r = i \frac{Ilk^2}{2\pi\epsilon_0 c} \left(-\frac{i}{(kr)^2} - \frac{1}{(kr)^3} \right) \cos\theta e^{-ikr} \quad (2)$$

$$E_\theta = i \frac{Ilk^2}{4\pi\epsilon_0 c} \left(\frac{1}{kr} - \frac{i}{(kr)^2} - \frac{1}{(kr)^3} \right) \sin\theta e^{-ikr} \quad (3)$$

де I – комплексна амплітуда струму елементарного електричного випромінювача, l – його довжина, $k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$ – хвильове число, c – електромагнітна стала, ϵ_0 – електрична стала. Залежність від часу $e^{i\omega t}$ тут і далі не виписується.

Компоненти векторів полів \mathbf{E} і \mathbf{H} елементарного електричного випромінювача показані на рис. 1. Компоненти E_φ , H_r і H_θ дорівнюють нулю тождоно. Електричне поле знаходиться в меридіональних площинах, магнітне поле – в площинах, паралельних екваторіальній площині.

З (1) – (3) видно, що окремі складові в них пропорційні r^{-1} , r^{-2} або й r^{-3} . На цьому факті ґрунтується введення поняття ближньої, проміжної і дальньої зон.

І Представлення об'єму простору, в якому поширюється електромагнітна хвиля, чотириполісником. Передаточна функція чотириполісника

Об'єм простору, в якому поширюється електромагнітне поле будь-якого випромінювача, можна розглядати як деякий чотириполісник, на вході якого (при $r=r_1$) існує поле, визначене на вході в об'єм (на першій відстані), а на виході – поле, визначене на виході з об'єму (на відстані r від центра диполя).

Нас цікавитиме коефіцієнт передачі як відношення напруженості електричного поля на виході такого чотириполісника до напруженості електричного поля на його вході, тобто

$$K_E = \frac{E_{вих}}{E_{вх}} = \frac{E_2}{E_1}.$$

Аналогічно можна розглянути коефіцієнт передачі як відношення напруженості магнітного поля на виході чотириполісника до напруженості магнітного поля на його вході.

В теорії чотириполісників коефіцієнт передачі розглядають як відношення вихідної напруги до вхідної і записують

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{U_2}{U_1}.$$

Напруга є інтеграл від напруженості електричного поля уздовж деякого шляху

$$U = \int_L \mathbf{E} d\mathbf{l}.$$

Якщо на довжині шляху інтегрування напруженість електричного поля змінюється незначно (як це і є для диполя Герца в приекваторіальній площині при зміні координати θ) то в виразі для коефіцієнта передачі можна перейти до відношення напруженостей електричного поля.

В теорії чотириполісників використовується комплексна форма коефіцієнта передачі – як відношення зображень за Лапласом вихідної напруги до вхідної:

$$K_U(p) = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{U_2(p)}{U_1(p)}.$$

Покладаючи $p = i\omega$ отримуємо передаточну функцію в комплексній формі, тобто частотну характеристику чотириполісника, яка дорівнює відношенню частотних спектрів вихідної напруги і вхідної:

$$K_U(i\omega) = \frac{U_2(i\omega)}{U_1(i\omega)}.$$

Надалі індекс U в формулах для коефіцієнта передачі опускатимемо. Передаточну функцію $K(p)$ можна представити в операторній формі як відношення багаточленів:

$$K(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0},$$

де m і n – цілі числа.

II Нулі і полюси передаточної функції

Розкладемо чисельник і знаменник передаточної функції $K(p)$ на множники:

$$K(p) = c \frac{(p - p_1)(p - p_3) \dots (p - p_m)}{(p - p_2)(p - p_4) \dots (p - p_n)},$$

де p_1, p_3, \dots, p_m – нулі передаточної функції, p_2, p_4, \dots, p_n – полюси передаточної функції, $c = b_m / a_n$.

З [11 – 13] відомі вимоги щодо розташування нулів і полюсів передаточної функції на комплексній площині. При врахуванні резистивних (теплових, джоулевих) втрат усі корені знаменника (полюси передаточної функції $K(p)$) лежать у лівій півплощині, тобто дійсні частини коренів негативні. Тільки за цих умов усі вільні складові струмів і напруг чотириполосника згасають. За відсутності втрат усі корені знаменника (полюси передаточної функції $K(p)$) будуть чисто уявними.

Нулі передаточної функції $K(p)$ можуть знаходитися у будь-якій частині комплексної площини. За відсутності втрат усі корені чисельника (тобто, нулі передаточної функції $K(p)$) будуть чисто уявними, тобто розташованими на уявній осі. При наявності втрат жодний з коренів чисельника, а, отже, і $K(\omega)$, не дорівнює нулю при зміні частоти ω від 0 до ∞ . Всі нулі передаточної функції $K(p)$ мають знаходитися в лівій півплощині комплексної площини, якщо коло є мінімально-фазовим.

Об'єм простору, в якому поширюється електромагнітне поле, не можна розглядати як чотириполосник без втрат, бо густина потоку потужності (тобто потужність, що приходить на одиницю поверхні) внаслідок розширення променя, зменшується. Потік енергії, що залишає межі виділеного об'єму, можна вважати як такий, що поглинений певними резисторами, тобто обумовлений резистивними втратами. Отже, полюси передаточної функції $K(p)$ мають знаходитися в лівій півплощині комплексної площини.

III Коефіцієнт передачі елементарного електричного випромінювача (диполя Герца) за електричним полем

Під коефіцієнтом передачі елементарного електричного випромінювача (диполя Герца) за електричним полем Kp , згідно з п. 1 і п. 2, будемо розуміти відношення компоненти E_θ напруженості електричного поля в деякій точці з радіусом r до напруженості в точці r_1 . Як видно з (3), коефіцієнт передачі в комплексній формі можна записати у вигляді:

$$Kp(r, r_1, k) = \left(\frac{r_1}{r}\right)^3 \frac{(1 - (kr)^2 + ikr)e^{-ikr}}{(1 - (kr_1)^2 + ikr_1)e^{-ikr_1}}. \quad (4)$$

Позначимо $p = ikr$, $p_1 = ikr_1$. Тоді комплексний коефіцієнт передачі

$$Kp(r, r_1, p) = \left(\frac{r_1}{r}\right)^3 \frac{(1 + p + p^2)e^{-p}}{(1 + p_1 + p_1^2)e^{-p_1}}.$$

Нулі і полюси комплексного коефіцієнта передачі є коренями рівнянь

$$1 + p + p^2 = 0, \quad 1 + p_1 + p_1^2 = 0.$$

відповідно. Вони дорівнюють

$$p_{(1,2)} = -\frac{1}{2}(1 \pm i\sqrt{3}).$$

Отже, чотириполосник є мінімально-фазовим.

Позначимо

$$F_1(r, r_1, p) = \left(\frac{r_1}{r}\right)^3 (1 + p + p^2)e^{-p}$$

і представимо знаменник коефіцієнта передачі елементарного електричного випромінювача у вигляді суми парної і непарної за частотою функцій. Тоді коефіцієнт передачі можна записати як:

$$Kp(r, r_1, p) = \frac{F_1(r, r_1, p)}{H_1(p) + H_2(p)}, \quad (5)$$

де

$$H_1(p) = p_1 ch(p_1) - (p_1^2 + 1)sh(p_1), \quad (6)$$

$$H_2(p) = (p_1^2 + 1)ch(p_1) - p_1 shp_1. \quad (7)$$

Розділимо чисельник і знаменник останнього представлення коефіцієнта передачі на $H_1(p)$. Одержимо

$$Kp(r, r_1, p) = \frac{\frac{F_1(r, r_1, p)}{H_1(p)}}{1 + \frac{H_2(p)}{H_1(p)}}. \quad (8)$$

IV Еквівалентні схеми чотириполюсника. Синтез параметрів

Представимо чотириполюсник симетричною П-подібною схемою провідностей, наведеною на рис. 2.

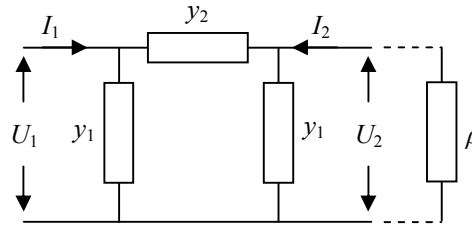


Рис. 2

Зв'язок струмів і напруг на вході і виході схеми через Y параметри можна записати в матричному вигляді

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Звідси

$$I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2. \quad (10)$$

Якщо чотириполюсник навантажений на імпеданс ρ , то

$$U_2 = I_2 \rho.$$

Звідси знаходимо I_2 і підставляємо в (10). Множимо результат на ρ . Знаходимо

$$Y_{21}\rho U_1 = (1 - Y_{22}\rho)U_2.$$

Коефіцієнт передачі – це відношення U_2 до U_1 . Отже

$$Kp = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\rho Y_{21}}{1 - \rho Y_{22}}. \quad (11)$$

Зв'яжемо параметри Y і y . Як випливає з порівняння (9) з законами Кірхгофа для схеми на рис. 2

$$Y_{11} = y_1 + y_2, Y_{12} = -y_2, Y_{21} = y_2, Y_{22} = -y_1 - y_2. \quad (12)$$

Порівняння (8) і (11) показує, що

$$Y_{21} = \frac{F_1(r, r_1, p)}{\rho H_1(p)} \quad (13)$$

і

$$Y_{22} = -\frac{H_2(p)}{\rho H_1(p)}. \quad (14)$$

Після знаходження параметрів Y знаходимо параметри z згідно з (12).

Представимо тепер чотириполюсник симетричною П-подібною схемою опорів, наведеною на рис. 3.

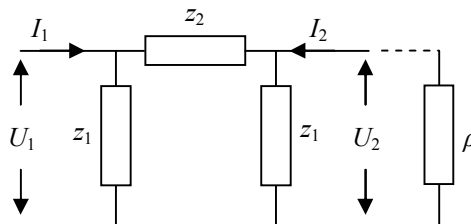


Рис. 3

Зв'язок напруг і струмів на вході і виході схеми через Z параметри можна записати в матричному вигляді

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Множимо рівняння (15) на ρ і враховуємо, що $I_2 \rho = U_2$. Знаходимо

$$U_1 \rho = Z_{11} \frac{\rho - Z_{22}}{Z_{21}} U_2 + Z_{12} U_2.$$

Коефіцієнт передачі

$$Kp = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\rho}{Z_{12} + Z_{11} \frac{\rho - Z_{22}}{Z_{21}}}.$$

Поділимо чисельник і знаменник останньої формули на Z_{12} . Знаходимо

$$Kp = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{\rho}{Z_{12}}}{1 + Z_{11} \frac{\rho - Z_{22}}{Z_{12} Z_{21}}}. \quad (16)$$

Порівняння (8) і (16) показує, що

$$\frac{1}{Z_{12}} = \frac{F_1(r, r_1, p)}{\rho H_1(p)} \quad (17)$$

і

$$Z_{11} \frac{\rho - Z_{22}}{Z_{12} Z_{21}} = \frac{H_2(p)}{H_1(p)}. \quad (18)$$

Після знаходження параметрів Z знаходимо параметри z схеми на рис. 3 згідно з формулами

$$Z_{11} = z_1 + z_2, \quad Z_{12} = z_2, \quad Z_{21} = z_2, \quad Z_{22} = z_1 + z_2. \quad (19)$$

які встановлюються подібно до (12).

Останній крок в процедурі синтезу – перехід від p до kr і від p_1 до kr_1 .

Результати розрахунків

На рис. 4 показано модулі провідності y_1 (тонка лінія) і y_2 (товста лінія) як функції kr на частоті 100 МГц при початковій відстані $r_1=1$ м (це є функції координати r). Спостерігається характерний хід кривих до границі $kr=1$ і після неї. Крива y_2 складається практично з двох прямих – до $kr=1$ і після цієї границі. На кривій $|y_1|$ при $kr>1$ спостерігаються незначні коливання, які згасають при збільшенні kr .

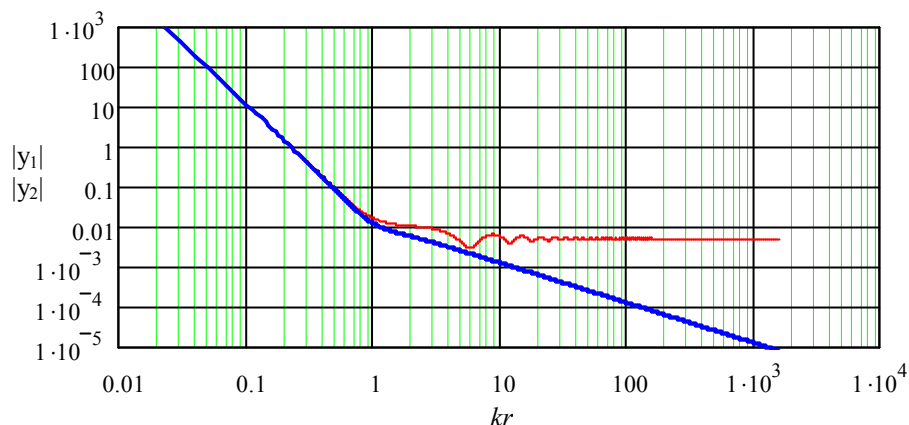


Рис. 4

На рис. 5 показано головні значення аргументу провідності y_1 (тонка лінія) і провідності y_2 (товста лінія) як функції kr на тій самій частоті 100 МГц при тій самій початковій відстані $r_1=1$ м. Для повного (не головного) значення аргументу крива $\arg(y_2)$ буде, як видно на рис. 5, гладкою функцією, яка прямує до $-\infty$ при $kr \rightarrow \infty$.

На рис. 6 показано модулі опорів z_1 (тонка лінія) і z_2 (товста лінія) як функції kr на тих самих частоті і початковій відстані. Як і на рис. 4 спостерігається характерний хід кривих. До границі $kr=1$ криві гладкі, після неї спостерігаються невеликі коливання. Крива z_2 також складається практично з двох прямих – до $kr=1$ і після цієї границі. Характерний вигляд кривої модуля z_1 при $kr>1$ обумовлений стрибками фази.

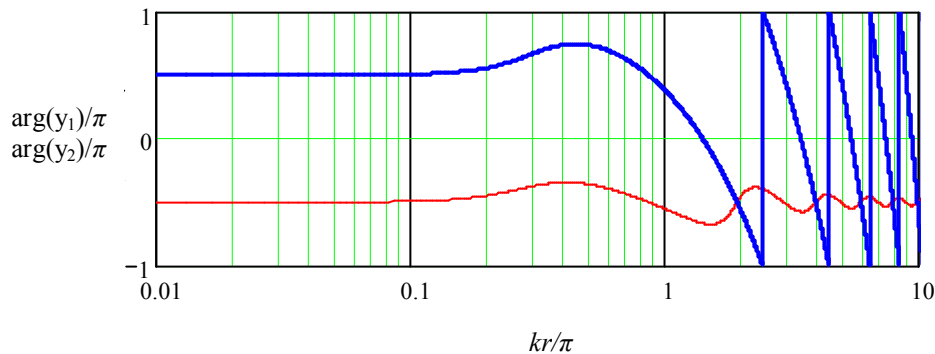


Рис. 5

На рис. 7 показано головні значення аргументу (фази) опору z_1 (тонка лінія) і z_2 (товста лінія) як функції kr при тих самих параметрах (частота 100 МГц, $r_1=1$ м). Крива повного значення аргументу, очевидно, буде гладкою, що прямує до нескінченності при необмеженому збільшенні r .

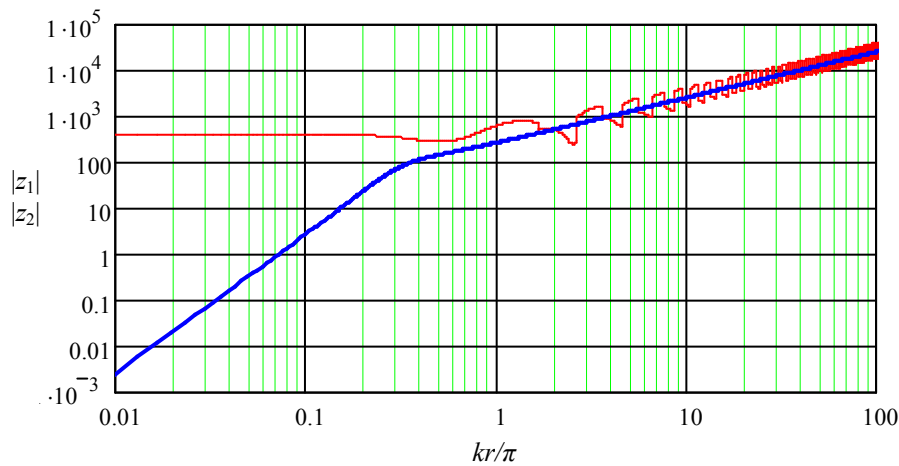


Рис. 6

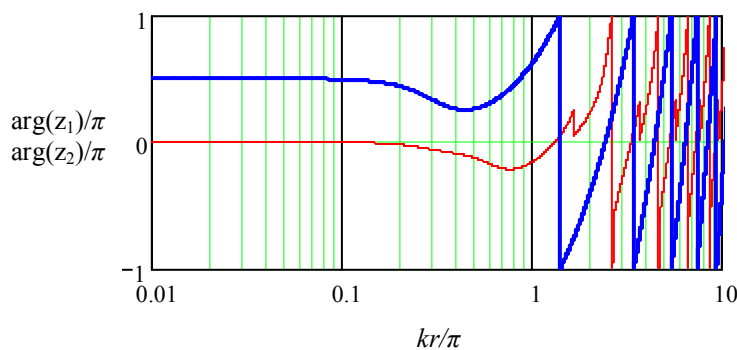


Рис. 7

Коливання параметрів на всіх рисунках обумовлено хвильовим характером полів, випромінених диполем Герца, який спостерігається при $kr>1$

Висновок

Виконано синтез чотириполюсника, еквівалентного елементарному електричному вібратору. Використано симетричні П-подібні схеми провідностей і опорів. Наведено результати розрахунків

характеристик элементов схем. Кривые модулей и аргументов проводностей и опорив відбивають хвильовий характер полів, випромінених диполем Герца.

Литература: 1. Петров Б. М. *Электродинамика и распространение радиоволн. Учебник для вузов.* – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком. 2003. – 558 с. 2. Collin R. E., *Field Theory of Guided Waves, Second Edition*, 1991. 3. Laybros S., Combes P. F., and Mamesta H. J. The “Very-Near-Field” Region of Equiphase Radiating Apertures. *IEEE Antennas @ Propagation Magazine*, V. 47, N 4, 2005, p. 50 – 66. 4. Вихлянец П. С., Петров В. В., Симонов М. В. Определение границ ближней и дальней зоны при измерениях ПЭМИ. *Защита информации. Конфидент. Июль-октябрь 2002 (№ 4–5)*. С. 36–39. 5. W. Scott Bennet “Basic sources of electric and Magnetic Fields Newly Examined”. *Antennas and Propagation Magazine*. V. 43. No. 1, February 2001. pp. 31 – 35. 6. Kai Li and Yilong Lu. *Electromagnetic Field Generated by a Horizontal Electric Dipole Near the Surface of a Planar Perfect Conductor Coated With a Uniaxial Layer*. *IEEE Trans. On AP*, vol. 53, No. 10, October 2005, pp. 3191 – 3200. 7. H. Q. Zhang and W. Y. Pan. *Electromagnetic Field of a Vertical Electric Dipole on Perfect Conductor Coated With a Dielectric Layer*. *Radio Sci.*, vol. 37, No. 4, pp. 131 – 137, 2002. 8. R.E. Collin *Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th-century Controversies*. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. Vol. 46, No. 2, April 2004, pp. 64 – 79. 9. Sadiku Maeda and Paul Diamant. *Power Flow Between Adjacent Electric Dipoles*. Vol. 44, No. 6, December 2002, pp. 68 – 76. 10. Shantz F. G. *Electromagnetic Energy Around Hertzian Dipoles*. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Magazine*, v. 43, No. 2, April 2001, pp. 50 – 62. 11. Основы теории цепей: Учебник для вузов/Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. – 5-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с. 12. Бессонов Л. А. *Линейные электрические цепи*. Изд. 2-е, перераб. и доп. Учеб пособие для электротехнич. и радиотехнич. специальностей вузов. М.: «Высш. Школа», 1974. 13. Карни Ш. *Теория цепей. Анализ и синтез*. Пер. с англ. Э. П. Горюнова, Е. А. Петрова, В. Г. Раутиана, под ред. С. Е. Лондона. М., «Связь», 1973. – 368 с.

УДК 006.86(045)

ОБ УНИФИКАЦИИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТОЧНОСТИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ (ИСПЫТАНИЙ)

Лариса Кошова

Національний авіаційний університет

Анотация: Наведено аналіз показників точності результатів вимірювань (випробувань), що регламентовані діючою нормативною документацією в галузі випробувань. Аналіз показав відсутність однаковості показників точності результатів, що суперечить концепції єдності випробувань. Показана доцільність використання як уніфікованих показників точності оцінок правильності і прецизійності, на основі яких знаходиться невизначеність кінцевого результату випробувань.

Summary: An analysis of the accuracy of measurements (tests), regulated by the existing normative documentation of test lines, which showed a lack of uniformity in measures of accuracy of results, contrary to the concept of the unity of the tests. Expediency of the use of a uniform indicator of accuracy – trueness and precision evaluations, are on the basis of which is uncertain final results of the tests.

Ключевые слова: Погрешность, среднее квадратическое отклонение, неопределенность, правильность, прецизионность.

I Введение

Анализ свойств объекта испытаний связан с определением точности полученных оценок параметров, которая, в свою очередь, связана с методом обработки экспериментальных данных, позволяющих оценить требуемые свойства объекта. На основе анализа свойств объекта принимается решение о его состоянии или необходимости некоторых изменений его свойств. Особое значение при обработке данных приобретает оценивание точности полученного результата как окончательной процедуры, которая может оказать влияние на качество измерения при испытаниях.

Цель статьи – проанализировать методы определения и формы представления показателей точности результатов испытаний, регламентируемых нормативной документацией в сфере испытаний, и обосновать целесообразность использования унифицированных показателей точности, полученных на основании совместных межлабораторных экспериментов.

II Основной материал

Качество испытаний характеризуется точностью полученных результатов. В отечественных и зарубежных стандартах используется широкая номенклатура [1] показателей точности результатов испытаний: погрешность определения результата, иногда с указанием доверительной вероятности [2,